

**METHOD FOR TRANSMITTING ORTHOGONAL FREQUENCY DIVIDING
MULTIPLEX SIGNAL, ITS DEVICE AND IDFT ARITHMETIC DEVICE USED
THEREFORE***DOCUMENT 3*

Patent number: JP10336141
Publication date: 1998-12-18
Inventor: KANEKO KEIICHI; SAEKI TAKAAKI
Applicant: VICTOR CO OF JAPAN LTD
Classification:
- international: H04J11/00; H04J1/20; H04J15/00
- european:
Application number: JP19970141995 19970530
Priority number(s):

Abstract of JP10336141

PROBLEM TO BE SOLVED: To enable reproducing a pilot signal correctly in a receiving device so as to improve the decoding performance of transmitting information by transmitting invariant data where amplitude and a phase are invariant through the use of more than one class of a carrier wave pair which exists in a frequency position which forms a contact with a central carrier wave and also transmitting an information signal through the use of a part of remaining carrier waves.

SOLUTION: The carrier waves in a DFDM signal for transmitting the pilot signal are converted into time base signals (an I signal and a Q single) as vectors to be mutually rotated in opposite directions. The combined I signal within the two carrier waves becomes twice as large as an original prescribed value in amplitude and the combined Q signal becomes zero. A I signal component is picked-up at a receiving device side so as to generate a sampling clock. An IDFT arithmetic circuit 4 calculates the reverse discrete Fourier transformation of digital data from an input circuit 2 and also calculates a pilot signal data from a pilot signal data inserting circuit 5 after it is supplied to a prescribed frequency assigning part.

Data supplied from the esp@cenet database - Patent Abstracts of Japan

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-336141

(43) 公開日 平成10年(1998)12月18日

(51) Int.Cl.⁶
 H 0 4 J 11/00
 1/20
 15/00
 // G 0 6 F 17/14

識別記号

F I

H 0 4 J 11/00

Z

1/20

15/00

G 0 6 F 15/332

A

審査請求 未請求 請求項の数 7 O L (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願平9-141995

(22) 出願日 平成9年(1997)5月30日

(71) 出願人 000004329

日本ビクター株式会社

神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地

(72) 発明者 金子 敬一

神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地 日本ビクター株式会社内

(72) 発明者 佐伯 隆昭

神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地 日本ビクター株式会社内

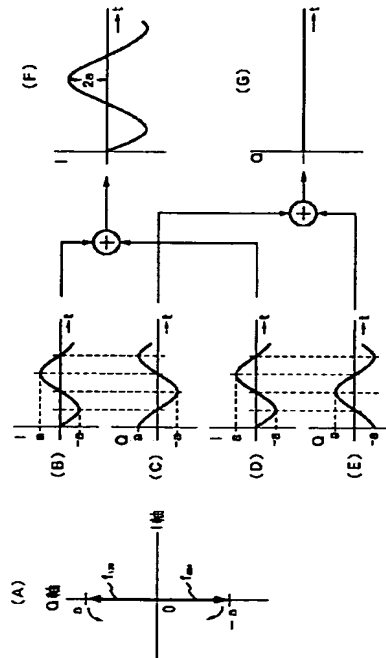
(74) 代理人 弁理士 松浦 兼行

(54) 【発明の名称】 直交周波数分割多重信号伝送方法並びに直交周波数分割多重信号送信装置及びそれに用いる I D F T 演算装置

(57) 【要約】

【課題】 パイロット信号を伝送する搬送波を、他の搬送波よりも振幅を大にする場合、パイロット信号用の数値をオーバーフローしない範囲で上位ビットに情報を割り当てるため、情報用の数値を小さく割り当てねばならなくなる。

【解決手段】 (A) は、パイロット信号を伝送する OFDM 信号中の 128 番目の搬送波及び 384 番目の搬送波のうち、128 番目の搬送波の同相成分を零とし、直交成分を所定値 a に設定したベクトル f_{128} と、384 番目の搬送波の同相成分を零とし、直交成分を所定値 $-a$ に設定したベクトル f_{384} とを示す。これらの搬送波の合成 I 信号は、(F) に示すように、振幅がもとの所定値 a の 2 倍の $2a$ を示し、また、2つの搬送波の合成 Q 信号は、(G) に示すように、零となる。従って、このように設定した場合は、受信装置側で、I 信号成分を抜き出して、これをもとにサンプリングクロックを生成することができる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 直交周波数分割多重信号を構成する互いに周波数の異なる複数の搬送波のうち、中心搬送波に対して対称な周波数位置に存在する一対の搬送波を一組以上用いてシンボル間で振幅及び位相が不変の不変データを伝送すると共に、その不変データの信号点配置を、互いに同相軸又は直交軸に対して対称の位置に配置し、残りの搬送波の少なくとも一部を用いて情報信号を伝送することを特徴とする直交周波数分割多重信号伝送方法。

【請求項2】 前記不変データは、受信側の復号用基準クロックを生成させるための複数のパイロット信号であることを特徴とする請求項1記載の直交周波数分割多重信号伝送方法。

【請求項3】 少なくとも情報信号が所定の入力部に入力されて n 倍（ n は2以上の偶数）のオーバーサンプリングの逆離散的フーリエ変換演算を行って周波数-時間変換された演算結果を出力する演算回路と、前記演算回路の演算結果のうちの所定の演算結果として、信号点配置が互いに同相軸又は直交軸に対して対称の位置に配置された振幅及び位相が不変の複数の不変データ用の値を挿入する挿入回路と、前記挿入回路により挿入された値を含む前記演算回路の出力演算結果を変調することにより、中心搬送波に対して対称な周波数位置に存在する一対の搬送波が一組以上前記不変データで変調され、残りの搬送波の一部が前記情報信号で変調されてなる直交周波数分割多重信号を生成する生成手段と、前記直交周波数分割多重信号を送信する送信手段とを有することを特徴とする直交周波数分割多重信号送信装置。

【請求項4】 所定の周波数割り当て部について、演算途中から所定の数値が挿入されることを特徴とする請求項3記載の直交周波数分割多重信号送信装置内の演算回路に用いるIDFT演算装置。

【請求項5】 少なくとも情報信号が所定の入力部に入力されて n 倍（ n は2以上の偶数）のオーバーサンプリングの逆離散的フーリエ変換演算を行って得た演算結果に、信号点配置が互いに同相軸又は直交軸に対して対称の位置に配置された振幅及び位相が不変の複数の不変データ用の値が加算された演算結果を出力する演算回路と、前記演算回路の出力演算結果を変調することにより、中心搬送波に対して対称な周波数位置に存在する一対の搬送波が一組以上前記不変データで変調され、残りの搬送波の一部が前記情報信号で変調されてなる直交周波数分割多重信号を生成する生成手段と、前記直交周波数分割多重信号を送信する送信手段とを有することを特徴とする直交周波数分割多重信号送信装置。

【請求項6】 前記不変データは、受信側の復号用基準

クロックを生成させるための複数のパイロット信号であることを特徴とする請求項3又は5記載の直交周波数分割多重信号送信装置。

【請求項7】 信号点配置が互いに同相軸又は直交軸に対して対称の位置に配置された振幅及び位相が不変の複数の不変データ用の値が予め記憶されている記憶回路と、

情報信号が所定の入力部に入力されて n 倍（ n は2以上の偶数）のオーバーサンプリングの逆離散的フーリエ変換演算を行う演算器と、

前記演算器の出力演算結果に前記記憶回路からの値を加算して出力する加算器とを有することを特徴とする請求項5記載の直交周波数分割多重信号送信装置内の演算回路に用いるIDFT演算装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は直交周波数分割多重信号伝送方法並びに直交周波数分割多重信号送信装置及びそれに用いるIDFT演算装置に係り、特に多値変調されたデジタル情報を直交周波数分割多重（OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplex）信号に変換して送受信する直交周波数分割多重信号伝送方法、並びにOFDM信号を送信する直交周波数分割多重信号送信装置及びそれに用いるIDFT演算装置に関する。

【0002】

【従来の技術】符号化されたデジタル映像信号などを限られた周波数帯域で伝送する方式の一つとして、256直交振幅変調（QAM: Quadrature Amplitude Modulation）などの多値変調されたデジタル情報を多数の搬送波を用いてOFDM信号として伝送するOFDM信号伝送方法が従来より知られている。このOFDM信号伝送方法は、多数の搬送波を直交して配置し、各々の搬送波で独立したデジタル情報を伝送する方法で、マルチパスに強い、妨害を受けにくい、周波数利用効率が比較的良いなどの特長がある。なお、「搬送波が直交している」とは、隣接する搬送波の周波数スペクトラムが当該搬送波の周波数位置で零になることを意味する。

【0003】このOFDM信号伝送方法によれば、多数の搬送波を送信すべき情報に応じて変調して送受信するため、受信装置において搬送波を復号するためには、正確な位相同期信号が必要になる。特に、各搬送波を多値変調し、より多くの情報を伝送しようとする時に信号復号に要求されるクロック信号の位相安定度は非常に高い値が要求される。そこで、送信装置は同期信号を送信するが、同期信号は安定に再生される必要があり、搬送波を用いて伝送することもできるが、他の搬送波からの干渉妨害を受けやすいため、情報信号中に専用のシンボル期間に挿入されて送信される。

【0004】しかし、同期信号を専用のシンボル期間で

伝送することは、搬送波よりの干渉無く搬送波再生ができる反面、その分情報信号の伝送効率を下げることになるので、同期信号はある程度の伝送間隔をとってバースト的に伝送することになる。しかし、同期信号の伝送間隔をある程度広げるとは、移動受信などのように絶えず受信状態が変化している受信環境下において、受信チャンネルの変更時など早く情報信号を復号しなければならない場合でも、同期信号がバースト的に伝送されていることから同期信号の復号までにある程度の時間遅れが生じ、好ましくない。

【0005】そこで、パイロット信号を常時伝送し、受信装置側では位同期ループ(PLL)回路のループ特性を切り換えながらサンプル同期信号を得ることにより、移動受信、チャンネル切り換え時の復号時間の短縮、移動受信における性能の安定化を図るようにした、直交周波数分割多重信号送受信装置が考えられる。この場合、パイロット信号は、復号した後に高速フーリエ変換(FFT)のクロック周波数情報を得るための通信動作の次数を少なくするため、サンプルクロック周波数に対して所定の整数比に設定された周波数で、かつ、できるだけ高い周波数であることが望ましいなどの理由により、上記のパイロット信号はOFDM信号を構成する多数の搬送波のうちの中心搬送波から対称なナイキスト周波数と等価である両端の周波数の搬送波で伝送する。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】このようなパイロット信号を送受信するOFDM信号送受信システムでは、パイロット信号を受信装置において正確に再生することが、伝送情報の復号にとって重要となる。そのためには、パイロット信号を伝送する搬送波を、他の情報を伝送する搬送波よりも振幅を大にすることにより、パイロット信号の振幅を他の情報データよりも大にすることが考えられる。その実現手段としては、情報データをパイロット信号の振幅より相対的に小とすることが考えられる。

【0007】ところで、OFDM信号を生成するためには、逆離散的フーリエ変換(IDFT)演算を時間間隔Tの間に、N個の複素数(実数部データ及び虚数部データ)に対して実行する。ここで、一般的なIDFT演算について説明するに、IDFT演算は、バタフライ演算といわれる積和演算を繰り返すことにより実施する。例えば、演算精度を確保するために初段の入力がオーバーフローしない範囲で上位ビットに情報を割り当てて、図7に示すように入力複素数 $AR + jAI$ 、 $BR + jBI$ を $1/2$ 倍しながらバタフライ演算を行う。なお、図7では、回転子の角度表記は省略した。

【0008】ここで、パイロット信号用の値と伝送したい情報の値を同様に、IDFT演算器に入力することを考えると、オーバーフローしない数値演算としては、パイロット信号用の数値をオーバーフローしない範囲で上

位ビットに情報を割り当てることになり、結果的に情報用の数値を小さく割り当てねばならなくなる。その際、安価な固定少数点演算用の、あるいは演算データ長の短い信号処理プロセッサ(以後、DSPという)を使用すると、あるいは一般的なIDFT演算器を使用しても得られる演算結果の精度に問題が発生することが考えられる。

【0009】本発明は以上の点に鑑みなされたもので、安価で容易にパイロット信号の振幅を情報データの搬送波に比し大にして伝送し得、もって受信装置におけるパイロット信号の正確な再生により伝送情報の復号性能を向上し得る直交周波数分割多重信号伝送方法並びに直交周波数分割多重信号送信装置及びそれに用いる、安価なDSPやIDFT演算器を用いても演算精度の高いIDFT演算装置を提供することを目的とする。

【0010】

【課題を解決するための手段】上記の目的を達成するため、本発明の直交周波数分割多重信号伝送方法は、直交周波数分割多重信号を構成する互いに周波数の異なる複数の搬送波のうち、中心搬送波に対して対称な周波数位置に存在する一対の搬送波を一組以上用いてシンボル間で振幅及び位相が不変の不変データを伝送すると共に、その不変データの信号点配置を、互いに同相軸又は直交軸に対して対称の位置に配置し、残りの搬送波の少なくとも一部を用いて情報信号を伝送するようにしたものである。

【0011】ここで、上記の不変データは、受信側の復号用基準クロックを生成させるための複数のパイロット信号である。本発明では、不変データの信号点配置を、互いに同相軸又は直交軸に対して対称の位置に配置するようにしたので、IDFT演算して得られる演算結果のうち、不変データの演算結果を他の情報信号に基づく演算結果よりも大にすることができる。

【0012】また、本発明送信装置は、上記の目的を達成するため、少なくとも情報信号が所定の入力部に入力されて n 倍(n は2以上の偶数)のオーバーサンプリングの逆離散的フーリエ変換演算を行って周波数-時間変換された演算結果を出力する演算回路と、演算回路の演算結果のうちの所定の演算結果として、信号点配置が互いに同相軸又は直交軸に対して対称の位置に配置された振幅及び位相が不変の複数の不変データ用の値を挿入する挿入回路と、挿入回路により挿入された値を含む演算回路の出力演算結果を変調することにより、中心搬送波に対して対称な周波数位置に存在する一対の搬送波が一組以上不変データで変調され、残りの搬送波の一部が情報信号で変調されてなる直交周波数分割多重信号を生成する生成手段と、直交周波数分割多重信号を送信する送信手段とを有する構成としたものである。

【0013】または、本発明の直交周波数分割多重信号送信装置は、少なくとも情報信号が所定の入力部に入力

されて n 倍(n は2以上の偶数)のオーバーサンプリングの逆離散的フーリエ変換演算を行って得た演算結果に、信号点配置が互いに同相軸又は直交軸に対して対称の位置に配置された振幅及び位相が不変の複数の不変データ用の値が加算された演算結果を出力する演算回路と、演算回路の出力演算結果を変調することにより、中心搬送波に対して対称な周波数位置に存在する一対の搬送波が一組以上不変データで変調され、残りの搬送波の一部が情報信号で変調されてなる直交周波数分割多重信号を生成する生成手段と、直交周波数分割多重信号を送信する送信手段とを有する構成としたものである。

【0014】本発明装置では、中心搬送波に対して対称な周波数位置に存在する一対の搬送波が一組以上不変データで変調され、残りの搬送波の一部が情報信号で変調されてなる直交周波数分割多重信号を生成するに際し、情報信号のIDFT演算結果に、信号点配置が互いに同相軸又は直交軸に対して対称の位置に配置された振幅及び位相が不変の複数の不変データ用の値を挿入又は加算するようにしたため、不変データの演算結果を他の情報信号に基づく演算結果よりも大にすることができる。

【0015】

【発明の実施の形態】次に、本発明の実施の形態について図面と共に説明する。図1は本発明になる直交周波数分割多重信号伝送方法並びに直交周波数分割多重信号送信装置の第1及び第2の実施の形態のブロック図を示す。この実施の形態はIDFT演算装置4とパイロット信号用データ挿入回路5に特徴があり、その他のブロックは従来と同様の構成である。

【0016】図1において、入力端子1には伝送すべきデジタルデータが入力される。このデジタルデータとしては、例えばカラー動画画像符号化表示方式であるMPEG方式などの符号化方式で圧縮されたデジタル映像信号や音声信号などがある。この入力デジタルデータは、入力回路2に供給されて必要に応じて誤り訂正符号の付与がクロック分周器3よりのクロックに基づいて行われる。クロック分周器3は中間周波数発振器10よりの10.7MHzの中間周波数を分周して、この中間周波数に同期したクロックを発生する。

【0017】誤り訂正符号が付加されたデジタルデータは入力回路2からIDFT演算装置4に供給される。このIDFT演算装置4は、固定小数点演算用又は演算データ長の短い安価なDSPにより構成されており、入力回路2よりのデジタルデータを逆離散フーリエ変換(IDFT)演算して同相信号(I信号)及び直交信号(Q信号)を生成すると共に、後述するようにパイロット信号用データ挿入回路5よりのパイロット信号用データが後述するように所定の周波数割り当て部に供給されてIDFT演算する。

【0018】IDFT演算装置4は一例としてデータ系列Nが256本の搬送波で送信されるとき、後段のアナ

ログ系の設計を容易にするために、2倍オーバーサンプリングを使用し、ポイント数 $M(=2N)$ が512ポイントのIDFT演算をしてOFDM信号を発生させる。また、OFDM信号の各搬送波は256QAMで変調され、各搬送波によりそれぞれ8ビットの情報を伝送する。このときのIDFT演算装置4への入力割り当ては、入力周波数整列型で順番に番号をふると、次のようになる。

【0019】 $n=0\sim128$ 搬送波を変調する情報信号が与えられる。

【0020】 $n=129\sim383$ 搬送波レベルを0とし、信号を発生させない。

【0021】 $n=384\sim511$ 搬送波を変調する情報信号が与えられる。

【0022】すなわち、IDFT演算装置4の入力部の数は実数部信号用と虚数部信号用とに、それぞれ0番目から511番目までの512ずつあり、そのうち1番目($n=1$)から127番目($n=127$)までの計127個ずつと、385番目($n=385$)から511番目($n=511$)の計127個ずつの入力部に情報信号が入力され、また、0番目($n=0$)の入力部には直流電圧(一定)が入力され、128番目($n=M/4$)と384番目($n=3M/4$)の入力部には、従来はパイロット信号用データが入力されるが、この実施の形態では後述するように、この入力部のデータの演算途中でパイロット信号用データ挿入回路5からパイロット信号用データが挿入される。

【0023】ここで、1番目から128番目までの計128個の入力部の入力情報は、0番目の入力部の入力情報を伝送する中心搬送波周波数 F_0 に対し、上側(高域側)の情報伝送用搬送波(これを本明細書では正のキャリア又は搬送波というものとする)で伝送され、384番目から511番目までの計128個の入力部の入力情報は、中心搬送波周波数 F_0 に対し下側(低域側)の情報伝送用搬送波(これを本明細書では負のキャリア又は搬送波というものとし、中心搬送波周波数 F_0 に対して対称な周波数位置の搬送波は絶対値が同一の順番とする)で伝送される。

【0024】特に、IDFT演算装置4の128番目と384番目の入力部の入力パイロット信号は、IDFT演算の結果、ナイキスト周波数の1/2倍の周波数と等価である両端の周波数の正の128番目の搬送波と384番目(すなわち、負の128番目)の搬送波で伝送され、残りの129番目から383番目の入力部には0が入力され(グランド電位とされ)、その部分の搬送波が発生しないようにされる(データ伝送には用いない)。

【0025】IDFT演算装置4は、このようにして2倍オーバーサンプリングIDFT演算を行い、その結果0番目の中心搬送波を含む257本の搬送波のOFDM信号を生成するが、そのうち、0番目と正の128番目

と負の128番目の搬送波を含む9本の搬送波はパイロット信号や基準データその他の補助信号に用い、残りの248本の搬送波は情報を伝送するために用いる。このため、入力回路2からは、1シンボル期間中に、248バイトのデジタルデータが、すなわち、1シンボル期間中に4ビットずつ一対の並列データ248組が、IDFT演算装置4の実数部及び虚数部の一対の入力部に入力される。

【0026】IDFT演算装置4は、このようにして2倍オーバーサンプリングIDFT演算を行い、その結果、257波で伝送される同相信号（I信号）及び直交信号（Q信号）を得た後、I信号とQ信号にそれぞれマルチパス歪みを軽減させるためのガードインターバルを挿入してから、出力バッファ7へ出力する。

【0027】出力バッファ7は、IDFT演算装置4の出力演算結果が1回のIDFT演算において256個の入力情報が512点の時間軸信号（I信号及びQ信号）として、バースト的に発生されるのに対し、出力バッファ7以降の回路としては、出力バッファ7の内容の読み取り速度一定で連続的に動作するため、両者の時間的違いを調整するために設けられている。

【0028】図1のクロック分周器3からのクロックに基づいて、出力バッファ7より連続的に読み出されたIDFT演算結果であるI信号とQ信号は、D/A変換器・低域フィルタ（LPF）8に供給され、ここでクロック分周器3からのクロックをサンプリングクロックとしてアナログ信号に変換された後、LPFにより必要な周波数帯域の成分のI信号とQ信号とが通過されて直交変調器9へそれぞれ供給される。

【0029】直交変調器9は中間周波数発振器10よりの10.7MHzの中間周波数を第1の搬送波とし、かつ、この中間周波数の位相を90°シフト11により90°シフトした10.7MHz中間周波数を第2の搬送波として、それぞれD/A変換器・LPF8より入力されたデジタルデータのI信号とQ信号で直交振幅変調（QAM）して257波（正負128組の搬送波と中心搬送波一つ）の情報搬送波からなり、中心搬送波周波数が10.7MHzのOFDM信号を生成する。直交変調器9より出力されたOFDM信号は周波数変換器12により所定の送信周波数帯のRF信号に周波数変換された後、送信部13で電力増幅等の送信処理を受けて図示しないアンテナより放射される。

【0030】次に、本発明の実施の形態の要部であるIDFT演算装置について、更に詳細に説明する。まず、パイロット信号の信号点配置について説明するに、図2

（A）は、パイロット信号を伝送するOFDM信号中の128番目の搬送波及び384番目の搬送波のうち、128番目の搬送波の同相成分（I軸成分）を零とし、直交成分（Q軸成分）を所定値aに設定したベクトル f_{128} と、384番目の搬送波の同相成分を零とし、直交成分を所定値-aに設定したベクトル f_{384} とを、I軸に対して対称に配置した図を示す。

【0031】これらの搬送波は、互いに逆方向に回転するベクトル f_{128} 及び f_{384} として時間軸信号（I信号及びQ信号）に変換され伝送される。すなわち、ベクトル f_{128} で示される128番目の搬送波は、図2（B）に示すI信号と同図（C）に示すQ信号に変換される。一方、ベクトル f_{384} で示される384番目の搬送波は、図2（D）に示すように同図（B）のI信号と同相のI信号と、同図（E）に示すように同図（C）のQ信号と逆相のQ信号に変換される。

【0032】従って、このように設定した場合は、これらの2つの搬送波の合成I信号は、図2（F）に示すように、振幅がもとの所定値aの2倍の2aを示し、また、2つの搬送波の合成Q信号は、同図（G）に示すように、零となる。従って、このように設定した場合は、受信装置側で、I信号成分を抜き出して、これをもとにサンプリングクロックを生成することができる。

【0033】次に、IDFT演算装置4について説明する。まず、従来のIDFT演算の流れについて説明する。従来の出力時間軸データ整数型のIDFT演算の入力周波数割当と第一、第二ステージの演算結果は、2倍オーバーサンプリングの考慮のもとに、複素数扱いで、かつ、ビットリバースの順で示すと、表1のようになる。なお、演算時には、0番目の搬送波（以下、第0キャリアともいう：他の搬送波も同様）で伝送される0番目の入力部には信号を与えない。

【0034】また、128番目と384番目の入力部には前述したようにパイロット信号データを入力し（第128キャリアと第384キャリアにパイロット信号を割り振ってあり）、それぞれ、図2と共に説明した通り、 $0 + ja$ 、 $0 - ja$ の信号点配置としておく。これら第128キャリアと第384キャリアは、OFDM信号の占有帯域の中心搬送波から対称な、両端に位置する搬送波である。また、表1中、R0～、I0～は伝送すべき情報を意味し、それぞれ4ビットの情報を含んでいる。

【0035】

【表1】

| 9 | | 10 | |
|--------------|--------|---------------|------------------------|
| 第一ステージ | 第二ステージ | 第一ステージ | 第二ステージ |
| 周波数 | 入力時割当 | 演算結果 | 演算結果 |
| 第 0 キャリア | 0+j0 | 0+j0 | 0+j0 |
| 第 2 5 6 キャリア | 0+j0 | 0+j0 | $(-a/2)+j0$ |
| 第 1 2 8 キャリア | 0+ja | 0+j0 | 0+j0 |
| 第 3 8 4 キャリア | 0-ja | 0+ja | $(a/2)+j0$ |
| 第 6 4 キャリア | R0+j10 | $(R0+j10)/2$ | $((R0+R1)+j(10+11))/4$ |
| 第 3 2 0 キャリア | 0+j0 | $(R0+j10)/2$ | $((R0+11)+j(10-R1))/4$ |
| 第 1 9 2 キャリア | 0+j0 | $(R1+j11)/2$ | $((R0-R1)+j(10-11))/4$ |
| 第 4 4 8 キャリア | R1+j11 | $-(R1+j11)/2$ | $((R0-11)+j(10+R1))/4$ |
| 第 3 2 キャリア | R2+j12 | $(R2+j12)/2$ | $((R2+R3)+j(12+13))/4$ |
| 第 2 8 8 キャリア | 0+j0 | $(R2+j12)/2$ | $((R2+13)+j(12-R3))/4$ |
| 第 1 6 0 キャリア | 0+j0 | $(R3+j13)/2$ | $((R2-R3)+j(12-13))/4$ |
| 第 4 1 6 キャリア | R3+j13 | $-(R3+j13)/2$ | $((R2-13)+j(12+R3))/4$ |
| 第 9 6 キャリア | R4+j14 | $(R4+j14)/2$ | $((R4+R5)+j(14+15))/4$ |
| 第 3 5 2 キャリア | 0+j0 | $(R4+j14)/2$ | $((R4+15)+j(14-R5))/4$ |
| 第 2 2 4 キャリア | 0+j0 | $(R5+j15)/2$ | $((R4-R5)+j(14-15))/4$ |
| 第 4 8 0 キャリア | R5+j15 | $-(R5+j15)/2$ | $((R4-15)+j(14+R5))/4$ |
| 第 1 6 キャリア | R6+j16 | $(R6+j16)/2$ | $((R6+R7)+j(16+17))/4$ |

表 1 中の入力時割当の数値をみた場合、これらの数値は、DSP 等や制約をうけるデータ長で表現できる最大
の数値として割り振る方が演算精度が良くなる。そのため、上位ビットに情報を割り当てることになる。当然、パイロット信号用の値も最大の数値の方がよく、情報信号よりパイロット信号の振幅レベルを大きくとる場合、結果的には情報用の数値を小さく割り当てねばならなくなる。

【0036】そこで、本発明の第 1 の実施の形態の IDFT 演算装置は、所定の周波数割り当て部について演算途中から所定の数値を挿入することを特徴とし、さらに具体的には前例のパイロット信号について、第一、第二ステージの演算を省略し、表 2 に示すように、第二ステージ演算結果の所に所定の数値を挿入することを特徴とする。

【0037】

【表 2】

| 第二ステージ | |
|--------------|---------------|
| 周波数 | 演算結果の所に挿入する数値 |
| 第 0 キャリア | 0 + j 0 |
| 第 2 5 6 キャリア | -b + j 0 |
| 第 1 2 8 キャリア | 0 + j 0 |
| 第 3 8 4 キャリア | b + j 0 |

表 2 中の b の数値として、例えば、16 ビットのデータ長で演算している場合、16 進表現で、 $b = 7FFFh$ 、 $-b = 8001h$ を挿入する。第一ステージで最大値を設定したとき、第二ステージでは $1/2$ になることが表 1 よりわかるから、第二ステージで表 2 のように最大値 b を設定すると、これは第一ステージで表現できる最大値の 2 倍を設定したことになる。情報信号用の他のキャリアは表現できる最大値が上限であるので、結果として情報信号に対して演算精度の劣化なしに 2 倍の振幅レベルのパイロット信号を生成できる。

【0038】次に、第 2 の実施の形態について説明する。この第 2 の実施の形態では、IDFT 演算装置 4 は、4 倍オーバーサンプリングを使用し、512 ポイントの IDFT 演算を行い、OFDM 信号を発生させる。

【0039】この場合、第 1 の実施の形態と同様に、出力時間軸データ整列型の IDFT 演算の第一、二、三

ページについて入力時刻割当とパイロット信号に関連する部分の従来の演算結果を、表3に示す。ただし、表3中、 $s = \sqrt{2}$ である。なお、演算時には第0キャリアで伝送される0番目の入力部には信号を与えない。また、64番目と448番目の入力部にはパイロット信号データを入力し（第64キャリアと第448キャリアにパイロット信号を割り振ってあり）、それぞれ、図2と共に説明した通り、 $0 + ja$ 、 $0 - ja$ の信号点配置とし*

*ておく。これら第64キャリアと第448キャリアは、OFDM信号の占有帯域の中心搬送波から対称な、両端に位置する搬送波である。また、表1中、 $R0 \sim 10$ は伝送すべき情報を意味し、それぞれ4ビットの情報を含んでいる。

【0040】

【表3】

| | | 第一ステージ | 第二ステージ | 第三ステージ |
|-----------|----------|---------|-------------|---------------|
| 周波数 | 入力時刻割当 | 演算結果 | 演算結果 | 演算結果 |
| 第 0 キャリア | $0+j0$ | 0 | 0 | $(0+j0)/8$ |
| 第256キャリア | $0+j0$ | 0 | 0 | $(-2sa+j0)/8$ |
| 第128キャリア | $0+j0$ | 0 | 0 | $(-2a+j0)/8$ |
| 第384キャリア | $0+j0$ | 0 | 0 | $(-2sa+j0)/8$ |
| 第 64 キャリア | $0+ja$ | $ja/2$ | 0 | $(0+j0)/8$ |
| 第320キャリア | $0+j0$ | $ja/2$ | $(-a+ja)/4$ | $(2sa+j0)/8$ |
| 第192キャリア | $0+j0$ | $-ja/2$ | $(0+j2a)/4$ | $(2a+j0)/8$ |
| 第448キャリア | $0-ja$ | $ja/2$ | $(a+ja)/4$ | $(2sa+j0)/8$ |
| 第 32 キャリア | $R0+j10$ | . | . | . |
| 第288キャリア | $0+j0$ | . | . | . |
| 第160キャリア | $0+j0$ | . | . | . |
| 第416キャリア | $0+j0$ | . | . | . |
| 第 96 キャリア | $0+j0$ | . | . | . |
| 第352キャリア | $0+j0$ | . | . | . |
| 第224キャリア | $0+j0$ | . | . | . |
| 第480キャリア | $R1+j11$ | . | . | . |
| 第 16 キャリア | $R2+j12$ | . | . | . |

ここで、第2の実施の形態のIDFT演算装置は、所定の周波数割り当て部について演算途中から所定の数値を挿入することを特徴とし、さらに具体的には前例のパイロット信号について、第一、二ステージの演算を省略し、第二ステージ演算結果の所に、表4に示す所定の数値を挿入することを特徴とする。

【0041】

【表4】

40

| 周波数 | 第二ステージ 演算結果の所に挿入する数値 |
|-----------|-------------------------|
| 第 0 キャリア | $0 + j 0$ |
| 第256キャリア | $0 + j 0$ |
| 第128キャリア | $0 + j 0$ |
| 第384キャリア | $0 + j 0$ |
| 第 64 キャリア | $0 + j 0$ |
| 第320キャリア | $-(b/2) + j b/2$ |
| 第192キャリア | $0 + j b$ |
| 第448キャリア | $(b/2) + j b/2$ |

表4中のbの数値として、表現できる最大値を与える
と、情報信号に対して2倍の振幅レベルのパイロット信号を生成できる。すなわち、第一ステージで最大値を設

50 定したとき、第二ステージでは $1/2$ になることが表3

よりわかるから、第二ステージで表4のように最大値 b を設定すると、これは第一ステージで表現できる最大値の2倍を設定したことになる。情報信号用の他のキャリアは表現できる最大値が上限であるので、結果として情報信号に対して演算精度の劣化なしに2倍の振幅レベルのパイロット信号を生成できる。

【0042】この場合、他の方法として、第一、二、三ステージの演算を省略し、第三ステージ演算結果の所に、表5で示すような所定の数値を挿入するようにしてもよい。

【0043】

【表5】

| 第三ステージ | |
|------------|---------------|
| 周波数 | 演算結果の所に挿入する数値 |
| 第 0 キャリア | $0 + j 0$ |
| 第 256 キャリア | $-s b + j 0$ |
| 第 128 キャリア | $-b + j 0$ |
| 第 384 キャリア | $-s b + j 0$ |
| 第 64 キャリア | $0 + j 0$ |
| 第 320 キャリア | $s b + j 0$ |
| 第 192 キャリア | $b + j 0$ |
| 第 448 キャリア | $s b + j 0$ |

表5中の $s b$ の数値として、表現できる最大値を与えると、情報信号に対して $2\sqrt{2}$ 倍の振幅レベルのパイロット信号を生成できる。

【0044】なお、上記の第1及び第2の実施の形態に限らず、IDFT演算装置4は、8倍オーバーサンプリング以上についても同様な処理が可能である。また、512ポイントのIDFT演算を例にとったが、それ以下でもそれ以上のIDFT演算でも同様な効果が得られる。

【0045】また、パイロット信号の信号点配置に対しては、 $0 + j a$ と $0 - j a$ という、同相軸に対して対称に配置した図を説明したが、 $a + j a$ と $a - j a$ という、同相軸に対して対称に配置してもよい。

【0046】更に、直交軸に対して対称に配置した場合は、同相成分の時間軸波形は零を示し、直交成分の時間軸波形が発生するため、受信機において、直交成分の時間軸波形を抜き出して、これをもとにサンプリングクロックを生成するようにすればよい。パイロット信号の信号点配置を変えた場合、当然それに該当する数値を該当ステージ演算結果の所に挿入することはいうまでもない。

【0047】次に、本発明の第3の実施の形態について説明する。この実施の形態は第1の実施の形態と同様に、2倍オーバーサンプリングで512ポイントのIDFT演算する例である。図2(A)のようなパイロット信号の信号点配置とした場合、受信側で得られるパイロ

ット信号のI信号成分は図2(F)に、またパイロット信号のQ信号成分は図2(G)になる。これはデータをD/A変換したアナログ信号波形として図示しているが、同様のことをデジタル的に表示すると、図3(A)～(C)に示される。

【0048】すなわち、パイロット信号は、ナイキスト周波数の $1/2$ 倍の周波数の搬送波で伝送されるため、受信側で得られるパイロット信号の同相成分の時間軸データは図3(B)に示すように、 $0, -2a, 0, 2a, 0, -2a, \dots$ となり、直交成分の時間軸データは図3(C)に示すように、常に0になる。そこで、第3の実施の形態では、受信装置において、同相成分の時間軸波形を抜き出して、これをもとにサンプリングクロックを生成することができるよう、パイロット信号が挿入されたOFDM信号を送受信する。

【0049】図4は本発明になる直交周波数分割多重信号伝送方法並びに直交周波数分割多重信号送信装置の第3の実施の形態のブロック図を示す。同図中、図1と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。

この実施の形態はIDFT演算装置14に特徴があり、その他のブロックは図1と同様の構成である。

【0050】図4において、IDFT演算装置14の入力部の数は実数部信号用と虚数部信号用とに、それぞれ0番目から511番目までの512ずつあり、そのうち1番目($n=1$)から127番目($n=127$)までの計127個ずつと、385番目($n=385$)から511番目($n=511$)の計127個ずつの入力部に情報信号が入力され、また、0番目($n=0$)の入力部には直流電圧(一定)が入力され、128番目($n=M/4$)と384番目($n=3M/4$)の入力部には、従来はパイロット信号用データが入力されるが、この実施の形態では後述するように、この入力部のデータの演算途中で固定データが挿入される。

【0051】図5はIDFT演算装置14の一例のブロック図を示す。同図に示すように、IDFT演算装置14は、IDFT演算器141、加算器142、143、固定データ列発生器144及び145から構成されている。IDFT演算器141は、上記の2倍オーバーサンプリングで512ポイントのIDFT演算を実行して、256個の入力情報を512点の時間軸信号、すなわちI信号及びQ信号として、バースト的に出力する。

【0052】I信号は加算器142に供給されて固定データ列発生器144からの、サンプリング周期毎に $0, -2a, 0, 2a, 0, -2a, \dots$ の順で出力される固定パターンの固定データ列と加算された後、出力される。一方、Q信号は加算器143に供給されて、固定データ列発生器145から入力される常時0のデータと加算されて出力される。なお、常時0のデータと加算するということは、何も加算しないことと等価であるので、加算器143及び固定データ列発生器145を設け

なくてもよい。

【0053】このようにして、第128キャリアと第384キャリアにパイロット信号を図3(A)に示すように割り振り振ること、既述のような簡単な数値列を、IDFT演算結果に対して加算することにより、演算したのと同等の結果が得られる。

【0054】また、 a の値を任意に選ぶ事が可能で、情報信号よりパイロット信号の振幅レベルを任意に大きくすることができ、他の情報用の演算精度になんら影響を及ぼさない。すなわち、固定データ列を加算しないときには、データ長が有限であるので、数値表現できる範囲でIDFT演算することになるため、パイロット信号を大きくすると、相対的にキャリアを小さな数値にして演算することにより、演算精度が低下するが、固定データ列を加算することでキャリアは表現できる最大数値を用いて演算でき、IDFT演算結果に固定データ列を加算するとパイロット信号を大きくできる。

【0055】自明ながら、IDFT演算器141に入力するパイロット信号用のデータには、零などを割り振って演算しておけばよい。前記固定データ発生器144及び145を予めROM等の記憶回路で構成し、演算結果であるIDFT演算器出力と加算することで達成できる。別な方法として、演算がソフトウェアで実現される場合でも、演算結果に対して加算することで同様な結果が得られる。

【0056】なお、本発明は上記の実施の形態に限定されるものではなく、4倍オーバーサンプリングや8倍オーバーサンプリング以上についても同様な処理が可能である。例えば、4倍オーバーサンプリング時の数値列は、 $0, -sa, -2a, -sa, 0, sa, 2a, sa, 0, -sa, \dots$ となる(ただし、 $s=\sqrt{2}$)。また、512ポイントのIDFT演算を例にとったが、それ以下でもそれ以上のIDFT演算でも同様である。

【0057】また、図2(A)及び図3(A)に示したように、パイロット信号の信号点配置に対しては、 $0+ja$ と $0-ja$ という、同相軸に対して対称に配置した図を説明したが、 $a+ja$ と $a-ja$ という、同相軸に対して対称に配置した信号点配置を採用してもよい。

【0058】更に、パイロット信号の信号点配置を直交軸に対して対称に配置した場合は、同相成分の時間軸波形は零を示し、かつ、直交成分の時間軸波形が発生するため、受信装置において、直交成分の時間軸波形を抜き出して、これをもとにサンプリングクロックを生成するようにすればよい。パイロット信号の信号点配置を変えた場合、当然それに相当する数値列を加算するが、それらの数値列は簡単に計算することができるので、ROM等に保持すべきデータ列は容易に求めることができる。

【0059】第3の実施の形態では、パイロット信号のみの数値列を不変データとして加算したが、そのほかシンボル間で不変のデータ(基準データなど)を送るキャ

リアがある場合、例えば、受信復号のための基準データ等を送る場合、これらの数値データも含めて一緒に記憶回路に保持しておき、IDFT演算結果に加算してもよい。

【0060】上記のようにして送信されたOFDM信号は、例えば図6に示す如き公知の構成の周波数分割多重信号受信装置により受信される。この周波数分割多重信号受信装置では、空間伝送路を介して入力されたOFDM信号は、受信部21により受信アンテナを介して受信された後高周波増幅され、更に周波数変換器22により中間周波数に周波数変換され、中間周波増幅器23により増幅された後、キャリア抽出及び直交復調器44に供給される。

【0061】キャリア抽出及び直交復調器24のキャリア抽出回路部分は、入力OFDM信号の中心搬送波(キャリア)を位相誤差少なくできるだけ正確に抽出する回路である。ここでは、情報を伝送する各搬送波は、シンボル周波数である387Hz毎に隣接配置されてOFDM信号を構成しているため、中心搬送波に隣接する情報伝送用搬送波も中心周波数に対して387Hz離れており、中心搬送波を抽出するためには、387Hzしか離れていない隣接する情報伝送用搬送波の影響を受けないように、選択度の高い回路が必要となる。

【0062】キャリア抽出及び直交復調器24により抽出された中心搬送波F0は、中間周波数発振器25に供給され、ここで中心搬送波F0に位相同期した10.7MHzの中間周波数を発生させる。中間周波数発振器25の出力中間周波数は第1の復調用搬送波として直交復調器24に直接に供給される一方、90°シフト26により位相が90°シフトされてから第2の復調用搬送波としてキャリア抽出及び直交復調器24に供給される。

【0063】これにより、キャリア抽出及び直交復調器24の直交復調器部からは送信装置の直交変調器9に入力されたアナログ信号と同等のアナログ信号(周波数分割多重信号)が復調されて取り出され、同期信号発生回路27に供給される一方、低域フィルタ(LPF)28によりOFDM信号情報として伝送された必要な周波数帯域の信号が通過されてA/D変換器29に供給されてデジタル信号に変換される。

【0064】ここで重要なのはA/D変換器29の入力信号に対するサンプリングのタイミングで、これは同期信号発生回路27によりパイロット信号より生成された、ナイキスト周波数の2倍の周波数のサンプル同期信号に基づいて発生される。すなわち、パイロット信号はサンプリングクロック周波数に対して所定の整数比に設定されており、周波数比に応じた周波数乗倍を行ってサンプリングクロックのタイミングを得る。このパイロット信号の振幅は情報信号よりも大きいので、確実、かつ、安定に再生される。

【0065】同期信号発生回路27は、復調アナログ信

号が入力され、ガードインターバル期間を含む各シンボル期間で連続信号として伝送されるパイロット信号に位相同期するPLL回路によりサンプル同期信号を発生するサンプル同期信号発生回路部と、サンプル同期信号発生回路部の一部より取り出した信号によりパイロット信号の位相状態を調べ、シンボル期間を検出してシンボル同期信号を発生するシンボル同期信号発生回路部と、これらサンプル同期信号及びシンボル同期信号よりガードインターバル期間除去のための区間信号などのシステムクロックを発生するシステムクロック発生回路部とよりなる。

【0066】A/D変換器29より取り出されたデジタル信号は、ガードインターバル期間処理回路30に供給され、ここで同期信号発生回路27よりのシステムクロックに基づいて、マルチパス歪の影響が少ない方のシンボル期間信号を得てFFT、QAM復号回路31に供給される。

【0067】FFT、QAM復号回路31のFFT（高速フーリエ変換）回路部は、同期信号発生回路27よりのシステムクロックにより複素フーリエ演算を行い、ガードインターバル期間処理回路30の出力信号の各周波数毎の実数部、虚数部の各信号レベルを算出する。

【0068】これにより得られた各周波数毎の実数部、虚数部の各信号レベルは、QAM復号回路部により参照用搬送波の復調出力と比較されることにより、デジタル情報伝送用搬送波で伝送される量子化されたデジタル信号のレベルが求められ、デジタル情報が復号される。この復号デジタル情報信号は、出力回路32により並直列変換などの出力処理が行われて出力端子33へ出力される。

【0069】なお、以上の実施の形態では、パイロット信号の個数はOFDM信号の複数の搬送波の両端に位置する搬送波で伝送される2つとして説明したが、多数のパイロット信号を挿入した方が装置の信頼性が向上するので、中心搬送波に対して対称な周波数位置の一对一組の搬送波のうち2以上の組の搬送波を用いてパイロット信号を伝送してもよい。

【0070】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、安価なDSPやIDFT演算器（あるいは簡単なハードウェア構成）を用いて、パイロット信号等の不変データの演算結果を他の情報信号に基づく演算結果よりも容易に大にすることができるため、伝送したい情報信号に対

するパイロット信号等の不変データの振幅レベルを容易に、かつ、演算精度高く大にすることができる。これにより、本発明によれば、受信装置におけるパイロット信号の正確な再生により伝送情報の復号性能の向上が図れる。

【0071】更に、本発明によれば、パイロット信号等の不変データについてはシンボル毎に当該不変データの周波数-時間変換をする必要がないので、演算時間を縮小できる。更に、本発明によれば、複数のパイロット信号を送受信するので、パイロット信号の一つがフェージングにより振幅レベルが低下した場合でも、他の一つのパイロット信号により正確な再生ができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明になる直交周波数分割多重信号伝送方法並びに直交周波数分割多重信号送信装置の第1及び第2の実施の形態のブロック図である。

【図2】本発明により伝送されるパイロット信号の信号点配置とIDFT演算出力をアナログ的に示すである。

【図3】本発明により伝送されるパイロット信号の信号点配置とIDFT演算出力をデジタル的に示すである。

【図4】本発明になる直交周波数分割多重信号伝送方法並びに直交周波数分割多重信号送信装置の第3の実施の形態のブロック図である。

【図5】図4中の要部のIDFT演算装置の一例のブロック図である。

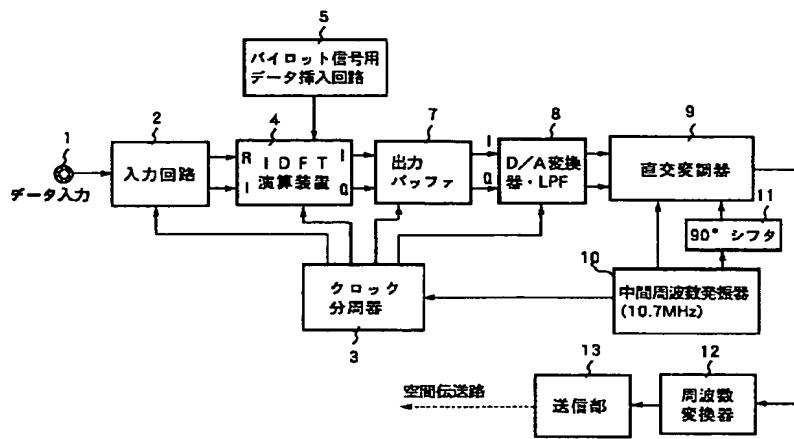
【図6】本発明になる直交周波数分割多重信号伝送方法の受信側の一例のブロック図である。

【図7】バタフライ演算を説明する図である。

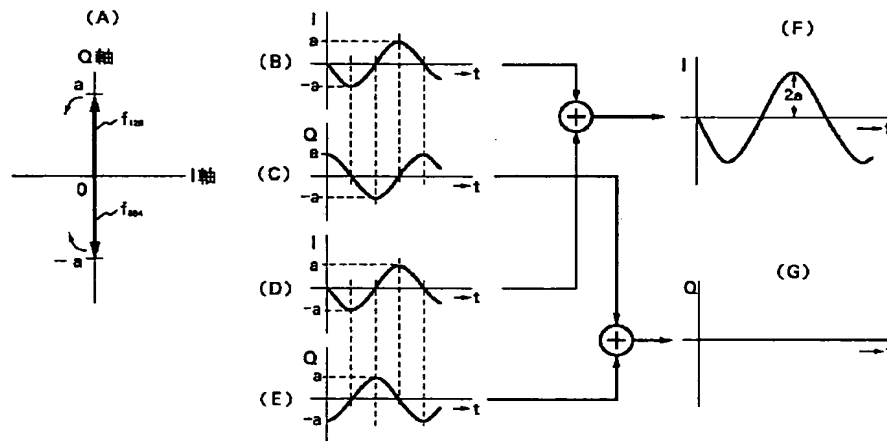
【符号の説明】

- 1 デジタル信号入力端子
- 2 入力回路
- 3 クロック分周器
- 4、14 IDFT演算装置
- 5 パイロット信号用データ挿入回路
- 7 出力バッファ
- 9 直交変調器
- 10 中間周波数発振器
- 31 FFT、QAM復号回路
- 141 IDFT演算器
- 142、143 加算器
- 144、145 固定データ列発生器

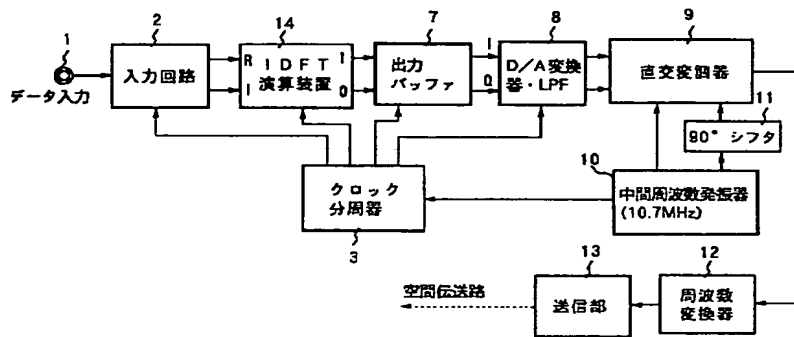
【図1】



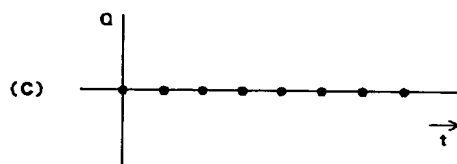
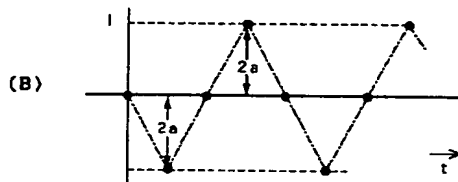
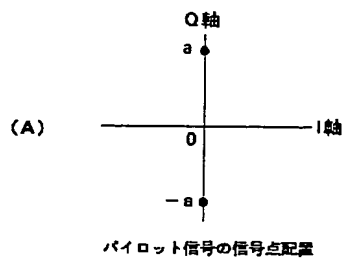
【図2】



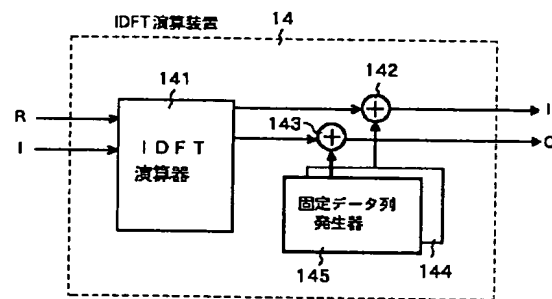
【図4】



【図3】



【図5】



【図7】

$$\begin{array}{lcl}
 AR + jAI & \xrightarrow{\cos + j\sin} & AR' + jAI' \\
 BR + jBI & \xrightarrow{\cos + j\sin} & BR' + jBI'
 \end{array}$$

$$\begin{aligned}
 AR' &= (AR + (BR \times \cos - BI \times \sin)) / 2 \\
 AI' &= (AI + (BI \times \cos + BR \times \sin)) / 2 \\
 BR' &= (AR - (BR \times \cos - BI \times \sin)) / 2 \\
 BI' &= (AI - (BI \times \cos + BR \times \sin)) / 2
 \end{aligned}$$

【図6】

